

25.11.2004

日本国特許庁
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

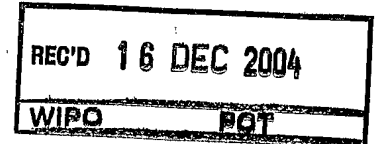
This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出願年月日
Date of Application: 2003年12月11日

出願番号
Application Number: 特願2003-413162

[ST. 10/C]: [JP 2003-413162]

出願人
Applicant(s): 本田技研工業株式会社

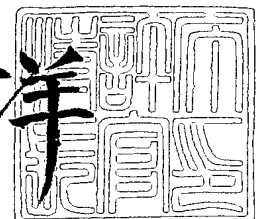


PRIORITY DOCUMENT
SUBMITTED OR TRANSMITTED IN
COMPLIANCE WITH
RULE 17.1(a) OR (b)

2004年11月17日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

小川 洋



【書類名】 特許願
【整理番号】 H103323501
【提出日】 平成15年12月11日
【あて先】 特許庁長官殿
【国際特許分類】 H02M 3/28
【発明者】
 【住所又は居所】 埼玉県和光市中央一丁目 4 番 1 号 株式会社 本田技術研究所内
 【氏名】 江口 博之
【発明者】
 【住所又は居所】 埼玉県和光市中央一丁目 4 番 1 号 株式会社 本田技術研究所内
 【氏名】 清水 元寿
【特許出願人】
 【識別番号】 000005326
 【氏名又は名称】 本田技研工業株式会社
【代理人】
 【識別番号】 100084870
 【弁理士】
 【氏名又は名称】 田中 香樹
【選任した代理人】
 【識別番号】 100079289
 【弁理士】
 【氏名又は名称】 平木 道人
【選任した代理人】
 【識別番号】 100119688
 【弁理士】
 【氏名又は名称】 田邊 壽二
【手数料の表示】
 【予納台帳番号】 058333
 【納付金額】 21,000円
【提出物件の目録】
 【物件名】 特許請求の範囲 1
 【物件名】 明細書 1
 【物件名】 図面 1
 【物件名】 要約書 1

【書類名】 特許請求の範囲**【請求項 1】**

1 次側端子と、2 次側端子と、1 次側巻線および 2 次側巻線を有し電圧変換比を決定するトランスと、前記 1 次側端子と前記 1 次側巻線との間に挿入された一対のスイッチング手段と、前記一対のスイッチング手段に直列に接続された共振用リアクトルおよびこの共振用リアクトルと共振する共振用コンデンサからなる LC 共振回路と、前記一対のスイッチング手段を交互にオン・オフさせる駆動手段とを備えた DC-DC コンバータにおいて、

前記 LC 共振回路の作動による共振電流を検出する共振電流検出手段と、前記共振電流検出手段の検出出力を前記駆動手段へフィードバックする手段とを設け、

前記駆動手段は、前記共振電流検出手段の検出出力に基づいて、前記一対のスイッチング手段オン時の共振電流が相互にほぼ等しくなるようにオン時間を補正して前記一対のスイッチング手段を駆動することを特徴とする DC-DC コンバータ。

【請求項 2】

前記共振電流検出手段を前記トランスの 1 次側に設けたことを特徴とする請求項 1 に記載の DC-DC コンバータ。

【請求項 3】

低圧側端子と、高圧側端子と、低圧側巻線および高圧側巻線を有し電圧変換比を決定するトランスと、前記低圧側端子と前記低圧側巻線との間に挿入された低圧側の一対のスイッチング手段と、前記高圧側端子と前記高圧側巻線との間に挿入された高圧側の一対のスイッチング手段と、前記低圧側の一対のスイッチング手段の各スイッチング素子に並列接続された低圧側整流素子と、前記高圧側の一対のスイッチング手段の各スイッチング素子に並列接続された高圧側整流素子と、前記低圧側の一対のスイッチング手段のスイッチング素子および前記高圧側の一対のスイッチング手段のスイッチング素子をオン・オフ駆動する駆動手段とを備えた双方向の DC-DC コンバータにおいて、

前記高圧側巻線と前記高圧側の一対のスイッチング手段との間もしくは前記低圧側巻線と前記低圧側の一対のスイッチング手段との間に LC 共振回路を設けると共に、

前記 LC 共振回路の作動による共振電流を検出する共振電流検出手段と、前記共振電流検出手段の検出出力を前記駆動手段へフィードバックする手段とを設け、

前記駆動手段は、前記共振電流検出手段の検出出力に基づいて、前記低圧側の一対のスイッチング手段あるいは前記高圧側の一対のスイッチング手段オン時の共振電流の値が相互にほぼ等しくなるようにオン時間を補正して前記低圧側の一対のスイッチング手段あるいは前記高圧側の一対のスイッチング手段を駆動することを特徴とする DC-DC コンバータ。

【請求項 4】

前記 LC 共振回路を前記高圧側巻線と前記高圧側の一対のスイッチング手段との間に設けたことを特徴とする請求項 3 に記載の DC-DC コンバータ。

【請求項 5】

前記低圧側の一対のスイッチング手段および前記高圧側の一対のスイッチング手段はいずれも、4 つのスイッチング素子をブリッジ接続して構成されることを特徴とする請求項 3 に記載の DC-DC コンバータ。

【書類名】 明細書

【発明の名称】 DC-DCコンバータ

【技術分野】

【0001】

本発明は、DC-DCコンバータに関し、特に、電圧変換用のトランスの磁気飽和を抑制し、トランスの小型化を図ると共に、スイッチング損失を抑制して変換効率を高めることができるDC-DCコンバータに関する。

【背景技術】

【0002】

電流共振方式のDC-DCコンバータは、スイッチング手段に直列に接続された共振回路を備え、スイッチング手段を共振回路の共振周波数でオン・オフ駆動する。図4は、DC-DCコンバータの原理を示す図である。トランス1の1次側には、例えば4つのスイッチング素子のブリッジ接続構成からなる一対のスイッチング手段2-1、2-2が設けられ、2次側には共振回路3が設けられる。共振回路3は、共振用チョーク（リアクトル）と共振用コンデンサからなる。なお、2次側には、さらに整流、平滑手段が設けられるが図示していない。

【0003】

駆動手段4により一対のスイッチング手段2-1、2-2を共振回路3の共振周波数で交互にオン・オフ駆動すると、そのオン・オフ駆動周波数に従った周波数でトランス1を介して昇圧あるいは降圧が行われる。

【0004】

このときの共振回路3の共振周波数 f は、共振回路3におけるチョークのインダクタンスを L とし、コンデンサのキャパシタンスを C とすると、 $f = 1 / 2\pi\sqrt{LC}$ で表され、例えば $L = 130\mu\text{H}$ 、 $C = 0.47\mu\text{F}$ であると、 $f \approx 20.4\text{kHz}$ となる。

【0005】

実際上では、DC-DCコンバータの共振回路3を構成するチョークやコンデンサなどの素子は、素子定数（インダクタンス、キャパシタンス）にバラツキがあり、また、素子定数は経年変化し、さらに温度特性に従って周囲温度に応じて変化する。このバラツキや変化に伴って一対のスイッチング手段2-1、2-2のオン・オフ駆動周波数と共振回路3の共振周波数とにずれが生じると、スイッチング損失が大きくなり、十分な性能を得ることができなくなる。

【0006】

下記特許文献1には、入力電圧および出力電流に基づきスイッチング手段に共振電流が流れている時間を算出し、スイッチング手段のオン時点からの経過時間が、算出された時間になった時点でスイッチング手段をオフに切り替えることにより、スイッチング手段の駆動周波数と共振回路の共振周波数とのずれをなくすることが提案されている。

【特許文献1】 特開2002-58240号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0007】

上記特許文献1によれば、スイッチング手段の駆動周波数と共振回路の共振周波数とのずれをなくすることができる。しかしながら、DC-DCコンバータは、図4に示したように、半導体スイッチング素子からなる一対のスイッチング手段を交互にオン・オフ駆動するブリッジ型あるいはハーフブリッジ型として構成されるのが一般的であり、そのようなDC-DCコンバータでは、半導体スイッチング素子のバラツキや回路配線の取り回しによるインダクタンスなどに起因して共振電流の値に半サイクル毎の差異が発生する場合がある。

【0008】

図5は、一対のスイッチング手段2-1、2-2を交互にオン・オフ駆動したときに流れる電流の波形図であり、同図(a)は、スイッチング手段2-1のオン時に流れる電流

の値（電流値 1）とスイッチング手段 2-2 のオン時に流れる電流の値（電流値 2）とが等しい場合、同図（b）は、電流値 1 が電流値 2 より小さい場合、同図（c）は、電流値 1 が電流値より大きい場合である。

【0009】

共振電流の値に半サイクル毎の差異が発生すると、その差異による直流オフセットにより電圧変換用トランスに飽和が起こり、変換効率が低下することがある。この直流オフセットに起因した変換効率の低下の恐れをなくするためにはトランスを大型化してその容量を大きくする必要がある。

【0010】

また、共振電流の直流オフセットにより、共振電流の零クロス点に極めて近い時点にスイッチング手段のスイッチングタイミングを維持することが難しくなり、スイッチング損失の増大を避けることが難しい。

【0011】

本発明の目的は、上記課題を解決し、電圧変換用トランスの飽和による変換効率の低下の恐れをなくするとともに、電圧変換用トランスの小型化を可能にし、かつスイッチング手段のスイッチングタイミングを共振電流の零クロス点付近に維持してスイッチング損失を抑制することが可能な DC-DC コンバータを提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【0012】

上記課題を解決するため、本発明は、1 次側端子と、2 次側端子と、1 次側巻線および 2 次側巻線を有し電圧変換比を決定するトランスと、前記 1 次側端子と前記 1 次側巻線との間に挿入された一対のスイッチング手段と、前記一対のスイッチング手段に直列に接続された共振用リアクトルおよびこの共振用リアクトルと共振する共振用コンデンサからなる LC 共振回路と、前記一対のスイッチング手段を交互にオン・オフさせる駆動手段とを備えた DC-DC コンバータにおいて、前記 LC 共振回路の作動による共振電流を検出する共振電流検出手段と、前記共振電流検出手段の検出出力を前記駆動手段へフィードバックする手段とを設け、前記駆動手段は、前記共振電流検出手段の検出出力に基づいて、前記一対のスイッチング手段オン時の共振電流が相互にほぼ等しくなるようにオン時間を補正して前記一対のスイッチング手段を駆動する点に第 1 の特徴がある。

【0013】

また、本発明は、前記共振電流検出手段を前記トランスの 1 次側に設けた点に第 2 の特徴がある。

【0014】

また、本発明は、低圧側端子と、高圧側端子と、低圧側巻線および高圧側巻線を有し電圧変換比を決定するトランスと、前記低圧側端子と前記低圧側巻線との間に挿入された低圧側の一対のスイッチング手段と、前記高圧側端子と前記高圧側巻線との間に挿入された高圧側の一対のスイッチング手段と、前記低圧側の一対のスイッチング手段の各スイッチング素子に並列接続された低圧側整流素子と、前記高圧側の一対のスイッチング手段の各スイッチング素子に並列接続された高圧側整流素子と、前記低圧側の一対のスイッチング手段のスイッチング素子および前記高圧側の一対のスイッチング手段のスイッチング素子をオン・オフ駆動する駆動手段とを備えた双方向の DC-DC コンバータにおいて、前記高圧側巻線と前記高圧側の一対のスイッチング手段との間もしくは前記低圧側巻線と前記低圧側の一対のスイッチング手段との間に LC 共振回路を設けると共に、前記 LC 共振回路の作動による共振電流を検出する共振電流検出手段と、前記共振電流検出手段の検出出力を前記駆動手段へフィードバックする手段とを設け、前記駆動手段は、前記共振電流検出手段の検出出力に基づいて、前記低圧側の一対のスイッチング手段あるいは前記高圧側の一対のスイッチング手段オン時の共振電流の値が相互にほぼ等しくなるようにオン時間を補正して前記低圧側の一対のスイッチング手段あるいは前記高圧側の一対のスイッチング手段を駆動する点に第 3 の特徴がある。

【0015】

また、本発明は、前記 LC 共振回路を前記高圧側巻線と前記高圧側の一对のスイッチング手段との間に設けた点に第 4 の特徴がある。

【0016】

さらに、本発明は、前記低圧側の一对のスイッチング手段および前記高圧側の一对のスイッチング手段はいずれも、4つのスイッチング素子をブリッジ接続して構成される点に第 5 の特徴がある。

【発明の効果】

【0017】

本発明の第 1 の特徴によれば、一对のスイッチング手段に流れる共振電流の値を常にほぼ同じに揃えることができるので、直流オフセットが発生するのを防ぐことができる。この結果、電圧変換用トランスが飽和する恐れをなくすることができるので、小型のトランスで効率のよい変換を行うことができる。また、スイッチング手段のスイッチングタイミングを共振電流の零クロス点付近に維持することが可能となるため、スイッチング損失を抑制することが可能になる。さらに、半導体スイッチング素子の素子定数に製造段階でバラツキがあったり、DC-DC コンバータへの組み込み後にその素子定数に経年変化や周囲温度に応じた変化などがあっても、一对のスイッチング手段に流れる共振電流の値はほぼ同じに自動調整されるので、回路や素子の設計が容易になる。

【0018】

また、第 2 の特徴によれば、共振電流検出手段と駆動手段との電圧基準ラインを共通にできるので、共振電流検出手段と駆動手段との間の絶縁が不要になる。

【0019】

また、第 3 の特徴によれば、低圧側スイッチング手段と高圧側スイッチング手段を同一の駆動タイミングで動作させることにより、双方向で電力を融通し合う変換が可能になり、その場合の直流オフセットに起因する変換効率の低下の恐れをなくすることができる。また、スイッチング手段のスイッチングによる電流波形が LC 共振回路で正弦波状にされるので、共振電流の零クロス点付近にスイッチング素子のオフタイミングを設定することが可能になる。したがって、零クロス点付近でのスイッチングが可能になり、スイッチング損失を大幅に抑制することが可能になる。

【0020】

また、第 4 の特徴によれば、LC 共振回路が設けられる高圧側は、電流値が小さいので、LC 共振回路での損失を抑制することができる。

【0021】

さらに、第 5 の特徴によれば、高圧側および低圧側のスイッチング手段および整流素子は、いわゆるブリッジ型の単相インバータを構成するので、トランスの構造を簡素化することができる。また、トランスの伝送遅れなどに伴ってスイッチング素子の短絡防止デッドタイムを大きくとったり、スイッチング素子の駆動時間を短くしたりする必要がないため、変換効率を高めることが可能になる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0022】

以下、図面を参照して本発明を説明する。図 1 は、本発明に係る DC-DC コンバータの原理を示す回路図である。以下では図 4 と同一あるいは同等部分は同一符号で示す。図 1 が図 4 と異なるのは、共振回路 3 の作動による共振電流を検出する共振電流検出手段を備え、これにより検出された共振電流の値を駆動手段 4 にフィードバックする点である。共振電流検出手段は、例えばトランス 1 の一次側の共振電流が流れるラインに対して配置された共振電流検出用変流器 5、検出された共振電流の値を検知する電流値検知部 6 および検知された共振電流値を閾値と比較し、その結果を駆動手段 4 にフィードバックする電流値比較部 7 で構成される。

【0023】

次に、図 1 の動作を説明する。駆動手段 4 は、まず、共振回路 3 の回路素子の素子定数に基づいて設定された共振周波数で一对のスイッチング手段 2-1, 2-2 を交互にオン

・オフ駆動する。これによりトランス1の1次側から2次側へのDC-DC変換が行われる。

【0024】

共振電流検出用変流器5はトランス1の1次側巻線に流れる共振電流を検出し、電流値検知部6は共振電流検出用変流器5で検出された共振電流の半サイクル毎の値を検知し、電流値比較部7は検知された半サイクル毎の共振電流値を一定閾値と比較する。電流値比較部7での比較結果は駆動手段4にフィードバックされる。

【0025】

駆動手段4は、電流値比較部7での比較結果に基づいて一対のスイッチング手段2-1、2-2を交互にオン・オフ駆動する。例えば、図5(a)のようにスイッチング手段2-1のオン時に流れる電流の値(電流値1)とスイッチング手段2-2のオン時に流れる電流の値(電流値2)とが等しい場合にはそのままのオン・オフ駆動とするが、図5(b)のように電流値1が電流値2より小さい場合にはスイッチング手段2-1のオン・デューティを増加させ、スイッチング手段2-2のオン・デューティを減少させる。また、同図(c)のように電流値1が電流値2より大きい場合にはスイッチング手段2-1のオン・デューティを減少させ、スイッチング手段2-2のオン・デューティを増加させる。

【0026】

これにより、一対のスイッチング手段2-1、2-2が交互にオンした時に流れる電流の値はほぼ等しくなるように自動調整される。したがって、スイッチング手段2-1、2-2を構成するスイッチング素子の素子定数に製造段階でバラツキがあったり、DC-DCコンバータへの組み込み後にその素子定数に経年変化や周囲温度に応じた変化が生じたりしても共振電流の半サイクル毎の差異は抑制される。

【0027】

図2は、本発明に係るDC-DCコンバータの実施形態を示す具体回路図である。本実施形態は、低圧側端子8-1、8-2に接続される直流電源と高圧側端子9-1、9-2に接続される直流電源との間でトランス1を介して双方向に電力を融通し合う双方向DC-DCコンバータとして構成した例である。以下では、低圧側端子8-1、8-2側を一次側、高圧側端子9-1、9-2側を二次側と呼ぶことがある。

【0028】

トランス1は、一次側の低圧側巻線1-1と二次側の高圧側巻線1-2を含む。この双方向DC-DCコンバータの昇圧比は、低圧側巻線1-1と高圧側巻線1-2の巻線比により決定される。低圧側の一対のスイッチング手段2-1、2-2は、低圧側端子8-1、8-2と低圧側巻線1-1との間に挿入され、高圧側の一対のスイッチング手段10-1、10-2は、高圧側端子9-1、9-2と高圧側巻線1-2との間に挿入される。

【0029】

一対のスイッチング手段2-1、2-2はFETなどの4つのスイッチング素子(以下、FETと記す。)をブリッジ接続して構成することができ、一対のスイッチング手段10-1、10-2も4つのFETをブリッジ接続して構成することができる。

【0030】

スイッチング手段2-1、2-2、10-1、10-2を構成するFETのそれぞれには、ダイオードなどの整流素子が並列接続される。これらの整流素子は、FETの寄生ダイオードでよく、別途接続した接合ダイオードでもよい。並列接続された整流素子を合わせれば、一対のスイッチング手段2-1、2-2および一対のスイッチング手段10-1、10-2はそれぞれ、スイッチング・整流部と考えることができる。

【0031】

高圧側端子9-1、9-2と高圧側巻線1-2の間にはLC共振回路3が挿入される。スイッチング手段2-1、2-2、10-1、10-2のFETは、CPUなどからなる制御回路4によりオン・オフ駆動される。なお、低圧側端子8-1、8-2間、および高圧側端子9-1、9-2間に接続されているコンデンサ11、12は、出力平滑用コンデンサである。

【0032】

トランス 1 の低圧側巻線 1-1 と一対のスイッチング手段 2-1, 2-2 との間に共振電流検出用変流器 5 が挿入され、これによる検出出力は電流値検知部 6 に与えられて電流値が検知され、さらに検知された電流値が電流値比較部 7 に与えられて一定閾値と比較される。

【0033】

CPU などからなる制御回路 4 は、電流値比較部 7 での比較結果に応じて低圧側の一対のスイッチング手段 2-1, 2-2 の FET や高圧側の一対のスイッチング手段 10-1, 10-2 の FET をオン・オフ駆動する。なお、電流値検知部 6 や電流値比較部 7 は、制御回路 4 の一部としてソフトウェアで構成することもでき、電流値は、例えば共振電流波形のピーク位置などの特定位置での大きさを判断することにより検知できる。

【0034】

図 2 の動作の概略を説明する。まず、一次側（図の左側）から二次側（図の右側）へ電力を供給する場合、低圧側の一対のスイッチング手段 2-1, 2-2 を交互にオン・オフさせる。このオン・オフに伴う電流がトランス 1 の低圧側巻線 1-1 に流れる。

【0035】

高圧側巻線 1-2 に誘起された電流は、LC 共振回路 3 を通して高圧側の一対のスイッチング手段 10-1, 10-2 に入力され、その FET に並列接続された整流素子により整流され、平滑コンデンサ 12 で平滑されて出力される。このとき一次側および二次側に流れる電流は、LC 共振回路 3 の存在により正弦波状になる。

【0036】

また、電流検出用変流器 5 と電流値検知部 6 と電流値比較部 7 を通してのフィードバック機能で、スイッチング手段 2-1, 2-2 が交互にオンしたときに流れる半サイクル毎の電流値が互いに同じ値になるように自動調整される。

【0037】

以上は、一次側から二次側へ電力を供給する場合の動作であるが、二次側から一次側へ電力を供給する場合も同様である。また、一次側と二次側とを完全同期で、すなわち一次側と二次側とを同一駆動信号で駆動して相互に自動的に電力をやり取りさせる場合も同様である。この場合には、トランス巻線比による一次側と二次側の相対電圧差で電力のやり取りが行われる。

【0038】

図 3 は、本発明の適用例を示す回路図である。本例は、発電機 13 を含む直流電源とバッテリー 14 で電力を融通し合って負荷に電力を供給するシステムに、図 2 の双方向 DC-DC コンバータを適用した例である。発電機 13 は、例えばエンジン駆動式の 3 相の多極磁石発電機である。

【0039】

本適用例においても、電流検出用変流器 5 と電流値検知部 6 と電流値比較部 7 を通してのフィードバック機能で、一対のスイッチング手段が交互にオンしたときに流れる半サイクル毎の電流値が互いに同じ値になるように自動調整される。まず、エンジンの始動時には、双方向 DC-DC コンバータ 100 の低圧側の一対のスイッチング手段を交互にオンし、これにより昇圧したバッテリー 14 の DC 電圧を駆動用インバータ（整流回路）15 に印加する。駆動用インバータ 15 は、印加された DC 電圧を 3 相の AC 電圧に変換して発電機 13 に印加し、これをエンジン始動用電動機として起動する。

【0040】

エンジンが始動すると、発電機 13 はエンジンにより駆動され、駆動用インバータ 15 のスイッチング動作は停止される。発電機 13 の出力は、整流回路（駆動用インバータ）15 で整流され、レギュレータ 16 で調整され、さらにインバータ 17 で所定周波数の交流電力に変換されて負荷へ供給される。

【0041】

バッテリー 14 の電圧が低下した時、双方向 DC-DC コンバータ 100 の高圧側の一対

のスイッチング手段を交互にオンすれば、整流回路 15 の出力を双方向 DC-DC コンバータ 100 により降圧し、降圧した電圧でバッテリー 14 を充電することができる。

【0042】

発電機 13 がエンジンで駆動されているときに、双方向 DC-DC コンバータ 100 の低圧側の一對のスイッチング手段と高圧側の一對のスイッチング手段とを完全同期で駆動することもできる。このようにすれば、整流回路（駆動用インバータ）15 側とバッテリー 14 側とでトランス巻線比による一次側と二次側の相対電圧差に従い自動的に電力のやり取りを行わせることができる。

【0043】

なお、本適用例は、エンジン駆動式発電機からなる直流電源とバッテリー間で電力を融通し合う例であるが、これに限らず、バッテリー、通常の発電機、太陽光発電、風力発電、燃料電池などの適宜の直流電源系で電力を融通し合う場合にも適用でき、例えば、ハイブリッド車両などでの走行電力系と保安電装系とで電力のやり取りを行わせる場合にも適用できる。

【0044】

以上、実施形態について説明したが、本発明は、種々に変形可能である。例えば、共振電流検出用変流器に代えて抵抗を共振電流が流れるラインに挿入することによっても共振電流を検出することができる。また、電流検出用の変流器や抵抗などは一次側に代えて二次側に設けることもでき、LC 共振回路も二次側ではなく一次側に設けることもできる。

【図面の簡単な説明】

【0045】

【図 1】 本発明に係る DC-DC コンバータの原理を示す回路図である。

【図 2】 本発明に係る DC-DC コンバータの実施形態を示す具体回路図である。

【図 3】 本発明の適用例を示す回路図である。

【図 4】 DC-DC コンバータの原理を示す図である。

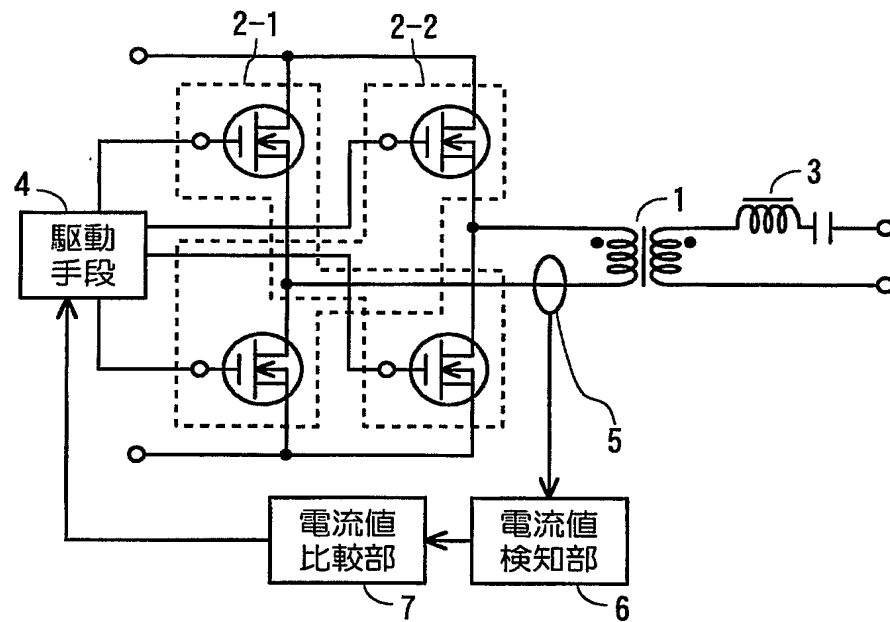
【図 5】 DC-DC コンバータの動作を示す電流波形図である。

【符号の説明】

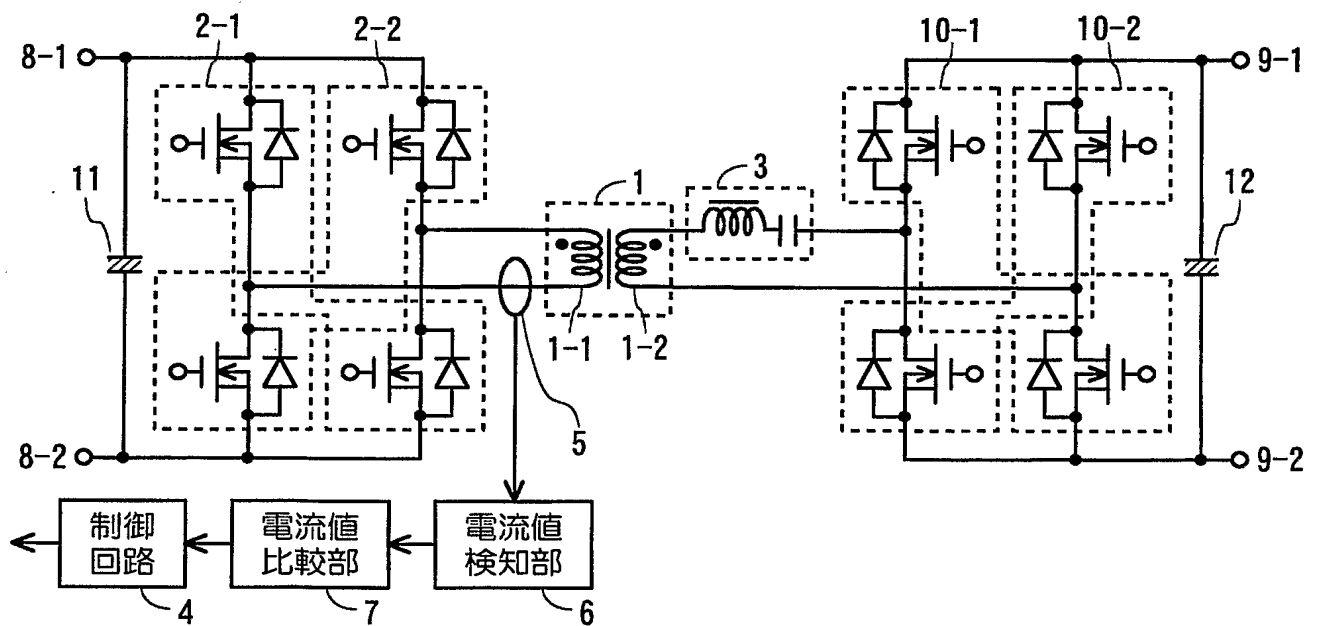
【0046】

1・・・トランス、1-1・・・低圧側巻線、1-2・・・高圧側巻線、2-1, 2-2, 10-1, 10-2・・・スイッチング手段、3・・・LC 共振回路、4・・・駆動手段（制御回路）、5・・・共振電流検出用変流器、6・・・電流値検知部、7・・・電流値比較部、8-1, 8-2・・・低圧側端子、9-1, 9-2・・・高圧側端子、11, 12・・・平滑コンデンサ、13・・・発電機、14・・・バッテリー、15・・・駆動用インバータ（整流回路）、16・・・レギュレータ、17・・・インバータ、100・・・双方向 DC-DC コンバータ

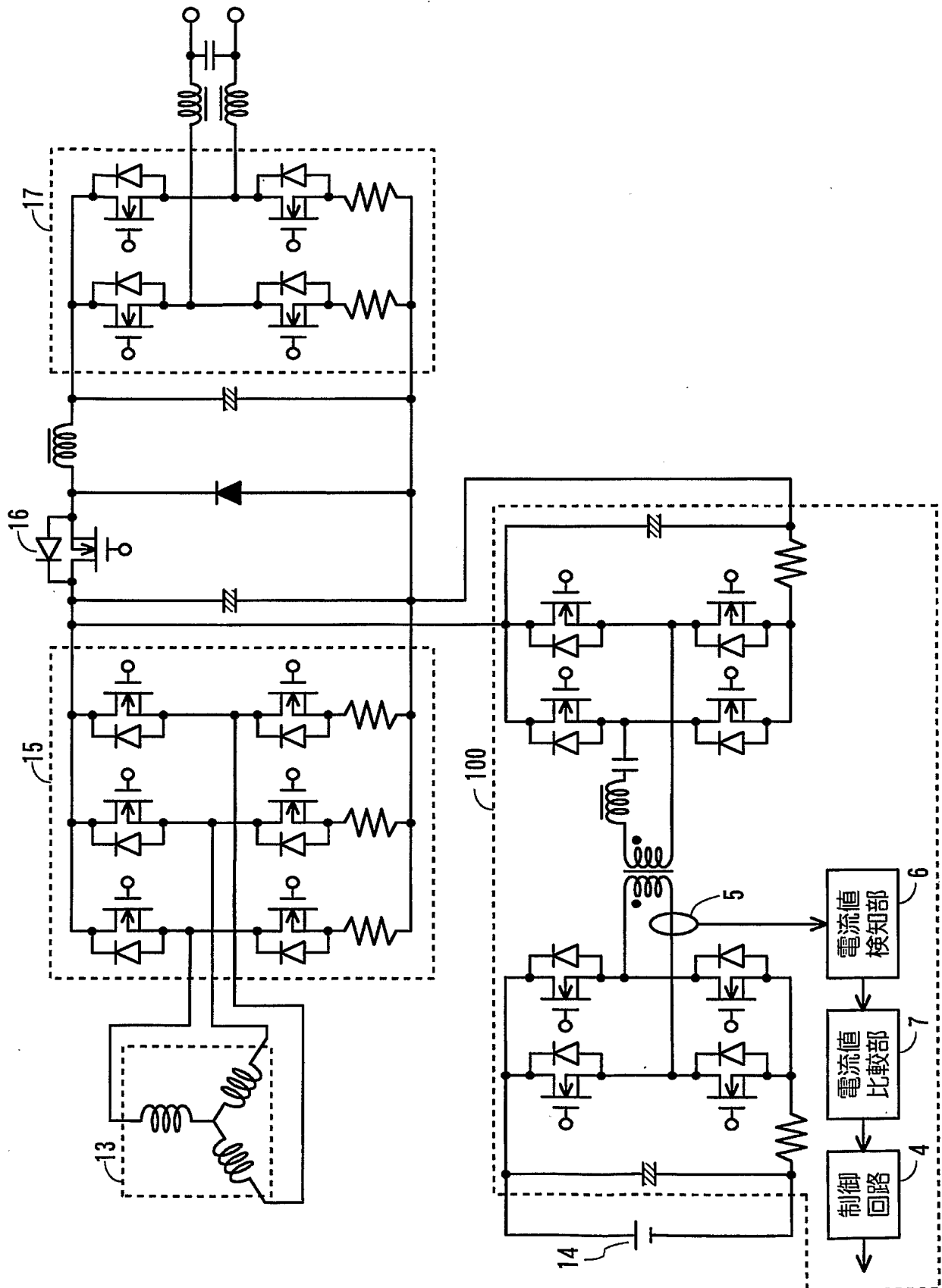
【書類名】 図面
【図 1】



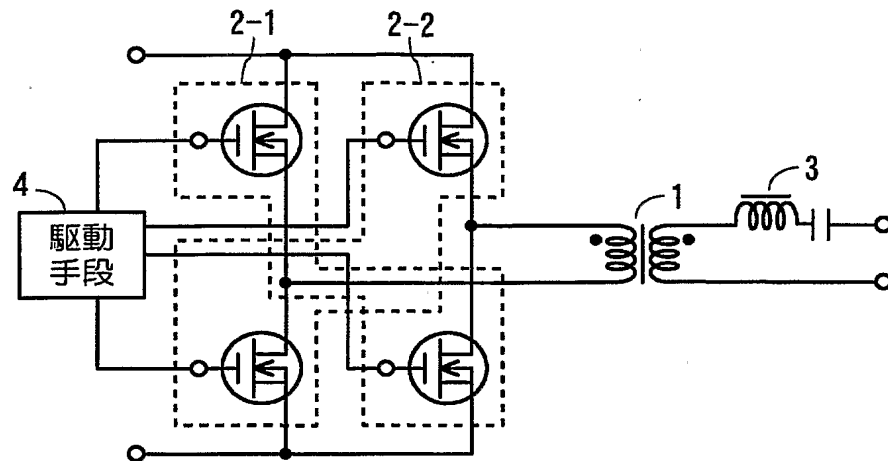
【図 2】



【図 3】

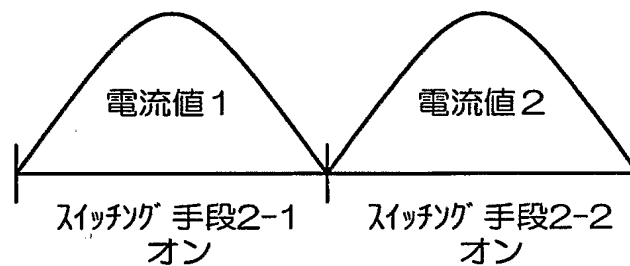


【図 4】

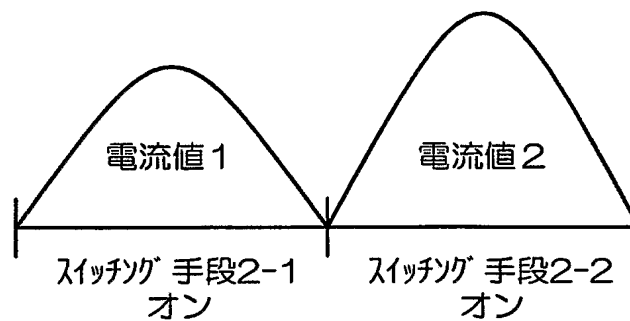


【図 5】

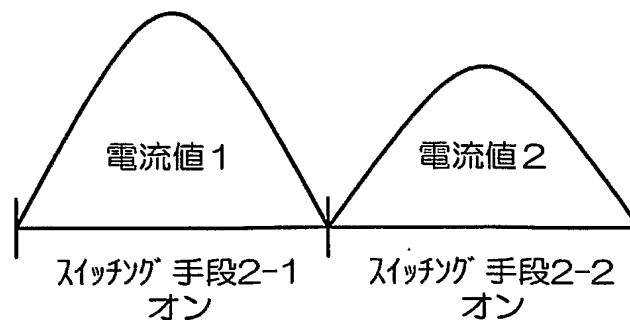
(a) 電流値 1 = 電流値 2 の時



(b) 電流値 1 < 電流値 2 の時



(c) 電流値 1 > 電流値 2 の時



【書類名】 要約書**【要約】**

【課題】 電圧変換用トランスの飽和による変換効率の低下の恐れをなくして電圧変換用トランスの小型化を可能にすると共に、スイッチング損失を抑制して変換効率を高めることが可能なDC-DCコンバータを提供すること。

【解決手段】 トランス1の二次側にはLC共振回路3が挿入されている。駆動手段4で一对のスイッチング手段2-1, 2-2を交互にオン・オフすると、トランス1を介して二次側に出力が得られる。電流検出用変流器5と電流値検知部6と電流値比較部7は、LC共振回路3の作動による共振電流の値の半サイクル毎の差異を検出する。この検出結果に応じて、駆動手段4は半サイクル毎の共振電流値が揃うようにスイッチング手段2-1, 2-2のオン・デューティを自動調整する。

【選択図】 図1

特願 2 0 0 3 - 4 1 3 1 6 2

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [0 0 0 0 0 5 3 2 6]

1. 変更年月日	1 9 9 0 年 9 月 6 日
[変更理由]	新規登録
住 所	東京都港区南青山二丁目 1 番 1 号
氏 名	本田技研工業株式会社